

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-016024

(43)Date of publication of application : 19.01.2001

(51)Int.Cl.

H01Q 3/26
H04B 7/08

(21)Application number : 2000-132904

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 27.04.2000

(72)Inventor : HIRABE MASAJI

(30)Priority

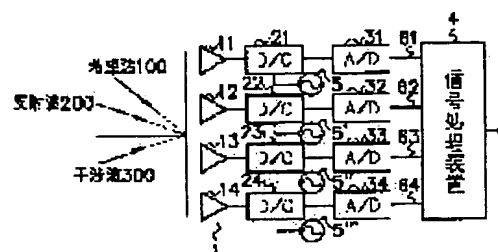
Priority number : 11119251 Priority date : 27.04.1999 Priority country : JP

(54) ADAPTIVE ARRAY ANTENNA

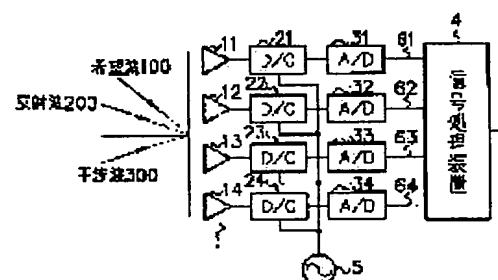
(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an adaptive array antenna by means of the least squares error method, without preparing a reference signal known by a reception side by holding one signal group in repetitive signals receiving with plural element antennas and weighting the antenna by means of the least squares error method by setting the group as a reference signal.

SOLUTION: Reception signals are converted into IF signals by down converters 21,..., 24, etc., are converted into digital signals 61, 64, etc., by A/D converters 31,..., 34, etc., and are inputted to a signal processor 4. The signal processor 4 separates a received signal group into an I component of a real number part and a Q component of an imaginary number part, converts them into a complex number having the I component and the Q component, and a signal string X11 in the digital signals 61 to 64 is kept in a memory. A Wiener solution is obtained by approximation by using a correlation vector obtained by calculating correlation with a received signal group and the covariance matrix of the received signal group and the weighting of respective element antennas is decided by setting the signal string as a reference signal. Then, an adaptive array antenna by a minimum square error method is realized.



(1)



(2)

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

27.04.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-16024

(P2001-16024A)

(43) 公開日 平成13年1月19日 (2001.1.19)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

データ* (参考)

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-132904(P2000-132904)

(22) 出願日 平成12年4月27日 (2000.4.27)

(31) 優先権主張番号 特願平11-119251

(32) 優先日 平成11年4月27日 (1999.4.27)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 平部 正司

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74) 代理人 100084250

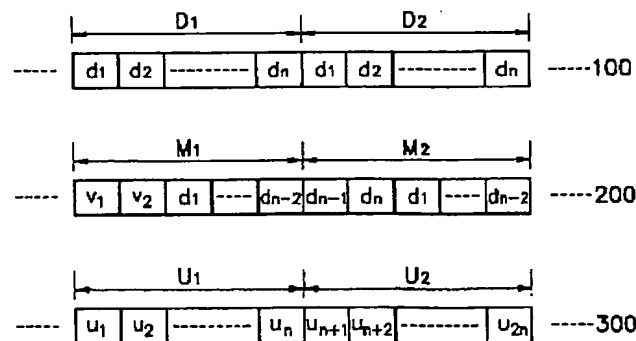
弁理士 丸山 隆夫

(54) 【発明の名称】 アダプティブアレーアンテナ

(57) 【要約】

【課題】 受信信号から参照信号を生成するため、受信側で既知の参照信号を準備すること無く最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを実現すること。

【解決手段】 複数の素子アンテナで構成されるアレーアンテナと、前記複数の素子アンテナに各々独立して接続され、前記アレーアンテナで受信した信号を I F 信号に変換する複数のダウンコンバータ (D/C) と、前記複数のダウンコンバータからの各 I F 信号を各デジタル信号に変換する複数の A/D コンバータと、前記複数の素子アンテナの何れかの受信信号を基準として各素子アンテナの重み付け処理を行う信号処理装置と、を有することを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の素子アンテナで構成されるアレーアンテナと、

前記複数の素子アンテナに各々独立して接続され、前記アレーアンテナで受信した信号をIF信号に変換する複数のダウンコンバータ(D/C)と、

前記複数のダウンコンバータからの各IF信号を各ディジタル信号に変換する複数のA/Dコンバータと、
前記複数の素子アンテナの何れかの受信信号を基準として各素子アンテナの重み付け処理を行う信号処理装置と、を有することを特徴とするアダプティブアレーアンテナ。

【請求項2】 前記信号処理装置は、異なる方向から到来する、希望波と不要波とが合成された信号が入力されたときに前記不要波を抑圧して希望波のみを取り出すことを特徴とする請求項1記載のアダプティブアレーアンテナ。

【請求項3】 前記信号処理装置に入力されたディジタル信号の中の希望波は、同じ信号系列の繰り返し部分を有することを特徴とする請求項2記載のアダプティブアレーアンテナ。

【請求項4】 前記同じ信号系列の繰り返し部分の1回目の信号系列のタイミングで取り出した前記ディジタル信号のうち、何れかの素子アンテナで受信した信号系列を参照信号とすることを特徴とする請求項3記載のアダプティブアレーアンテナ。

【請求項5】 前記参照信号と、前記同じ信号系列の繰り返し部分の2回目の信号系列との相関からなる相関ベクトルと、前記繰り返し部分の2回目の信号系列から計算した共分散行列とを用いて、近似的にウィーナ解を求めて各素子アンテナの重み付けをし、合成したことを特徴とする請求項4記載のアダプティブアレーアンテナ。

【請求項6】 前記ダウンコンバータは、共通または個別の局部発振器により動作することを特徴とする請求項1から5の何れか1項に記載のアダプティブアレーアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、最小自乗誤差法を用いたアダプティブアレーアンテナに関する。

【0002】

【従来の技術】従来の最小自乗誤差法のアダプティブアレーアンテナは、アレーアンテナの受信信号と既知の参照信号とを比較し、その自乗誤差を最小にするようにビーム制御を行う。

【0003】このような従来の技術として、たとえば特開平9-219615号公報には、配列された複数のアンテナ素子の送受信信号に、振幅および位相の重み付けを行い、アンテナ素子への送信信号の分配およびアンテナ素子からの受信信号の合成を行っている。この公報に

記載された発明では、アダプティブアレイ送受信装置を有する基地局と複数の端末間で通信を行う無線通信システムにおいて、ハンドオフの頻度を小さくし、局間干渉による通信品質の劣化を防止することを目的としている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来技術では、自乗誤差を最小にするようにビーム制御を行うにあたり、アレーアンテナの受信信号を、既知の参照信号と比較するために、受信側で既知の参照信号を用意する必要がある。

【0005】本発明は、受信側で既知の参照信号を準備すること無く、受信した信号をそのまま参照信号として用いた最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】かかる目的を達成するため、請求項1記載の発明は、複数の素子アンテナで構成されるアレーアンテナと、前記複数の素子アンテナに各々独立して接続され、前記アレーアンテナで受信した信号をIF信号に変換する複数のダウンコンバータ(D/C)と、前記複数のダウンコンバータからの各IF信号を各ディジタル信号に変換する複数のA/Dコンバータと、前記複数の素子アンテナの何れかの受信信号を基準として各素子アンテナの重み付け処理を行う信号処理装置と、を有することを特徴とする。

【0007】請求項2記載の発明は、請求項1記載の発明において、前記信号処理装置は、異なる方向から到来する、希望波と不要波とが合成された信号が入力されたときに前記不要波を抑圧して希望波のみを取り出すことを特徴とする。

【0008】請求項3記載の発明は、請求項2記載の発明において、前記信号処理装置に入力されたディジタル信号の中の希望波は、同じ信号系列の繰り返し部分を有することを特徴とする。

【0009】請求項4記載の発明は、請求項3記載の発明において、前記同じ信号系列の繰り返し部分の1回目の信号系列のタイミングで取り出した前記ディジタル信号のうち、何れかの素子アンテナで受信した信号系列を参照信号とすることを特徴とする。

【0010】請求項5記載の発明は、請求項4記載の発明において、前記参照信号と、前記同じ信号系列の繰り返し部分の2回目の信号系列との相関からなる相関ベクトルと、前記繰り返し部分の2回目の信号系列から計算した共分散行列とを用いて、近似的にウィーナ解を求めて各素子アンテナの重み付けをし、合成したことを特徴とする。

【0011】請求項6記載の発明は、請求項1から5の何れかに記載の発明において、前記ダウンコンバータは、共通または個別の局部発振器により動作することを

特徴とする。

【0012】

【発明の実施の形態】次に、添付図面を参照して、本発明に係るアダプティブアレーアンテナの実施の形態を詳細に説明する。図1から図4を参照すると、本発明のアダプティブアレーアンテナの一実施形態が示されている。

【0013】図1に示すように、通信に先だって、送信側からは希望波100のようなn個のデータから成る、同じ信号列D1、D2を続けて送信する。受信側では、希望波100と、反射波200と干渉波300とからなる不要波とが合成された信号を受信する。なお前記nの数は、特定の数に制限されない。

【0014】受信側では、図2に示すように、希望波100、反射波200、干渉波300の合成された信号が、アレーアンテナ1を構成する素子アンテナ11、…、14、…等によって受信される。受信された信号は、各素子アンテナ11、…、14、…等に接続されたダウンコンバータ(D/C)21、…24、…等によりIF信号に変換され、変換されたIF信号は、次いでA/Dコンバータ31、…、34、…等によってデジタル信号61、…64、…等に変換されて、信号処理装置4へ入力される。

【0015】各素子アンテナ11、…、14、…等で受信されて信号処理装置(DSP)4に入力されたデジタル信号61、…64、…等の構成例を、図3に示す。これらのデジタル信号61、…64、…等において、希望波100の繰り返し部分の1回目の信号系列D1のタイミングで受信した受信信号系列X11、X21、X31、X41の何れかをメモリに保持して参照信号とする。そして、メモリに保持した参照信号と、希望波100の繰り返し部分の2回目の信号系列D2のタイミングで受信した受信信号系列X12、X22、X32、X42との相関からなる相関ベクトルと、受信信号系列X12、X22、X32、X42から計算した共分散行列とを用いて、近似的にウィーナ解を求めて各素子アンテナの重み付けをして合成するアダプティブアレーアンテナを実現する。ここで、信号系列X11、X21、X31、X41、X12、X22、X32、X42は実数部

$$X11 = D1 + U1 + M1 + N11 \quad \dots (1)$$

【0020】

$$X12 = D2 + U2 + M2 + N12 \quad \dots (2)$$

【0021】

$$\begin{aligned} X22 = & D2 \exp(jkdsin\theta_d) \\ & + U2 \exp(jkdsin\theta_u) \\ & + M2 \exp(jkdsin\theta_m) \\ & + N22 \end{aligned} \quad \dots (3)$$

【0022】

$$\begin{aligned} X32 = & D2 \exp(j2kdsin\theta_d) \\ & + U2 \exp(j2kdsin\theta_u) \end{aligned}$$

I成分、虚数部Q成分からなる複素数で表される。

【0016】(第1の実施形態)本発明のアダプティブアレーアンテナは、図1に示す通信に先だって送信される繰り返し信号D1、D2と、この信号を受信して処理を行う図2に示すような構成のアレーアンテナ1とにより実現される。本実施形態では、図2に示すように、素子アンテナ、ダウンコンバータ、A/Dコンバータとの組は4として説明する。しかしこれらの組の数は、前記したnと同様に2以上であればよく、特に制限されない。図1に示される繰り返し信号D1、D2、反射波M1、M2、干渉波U1、U2の合成された信号は、アレーアンテナ1の各素子アンテナ11～14で受信され、図2(1)に示すような局部発振器5、5'、…を、各組毎に独立して設けたりあるいは図2(2)に示すような各組が共通した1つの局部発振機5で動作するダウンコンバータ21～24及びA/Dコンバータ31～34により、デジタル信号61～64に変換され、信号処理装置(DSP)4に送られる。なお、前記局部発振機は、前記組のいずれかに共通化して用いてもよい。

【0017】信号処理装置4は、受信信号系列を実数部のI成分、虚数部のQ成分に分離し、これらのI成分Q成分をもつ複素数に変換した後、デジタル信号61～64の中の信号列X11をメモリに保持して、これを参照信号として受信信号系列X12、X22、X32、X42との相関を計算した相関ベクトルと、受信信号系列X12、X22、X32、X42の共分散行列とを用いて、近似的にウィーナ解を求めて各素子アンテナの重み付けを決定し、最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを実現する。なお前記メモリは、信号処理装置内に設けたり、その他の部位(たとえば外部)に設けることもでき、特に制限されない。

【0018】(動作)以下、本第1の実施形態の動作について説明する。信号処理装置4で行われる信号処理について、図3の各素子アンテナからのデジタル信号を用いて説明する。図3の各素子アンテナからのデジタルの時系列信号の行ベクトルX11と、受信信号系列X12～X42とを、希望波100、反射波200、干渉波300を用いて表すと、下記ようになる。

【0019】

$$+M2 \exp(j2kdsin\theta m) \\ +N32 \quad \dots (4)$$

【0023】

$$X42 = D2 \exp(j3kdsin\theta d) \\ +U2 \exp(j3kdsin\theta u) \\ +M2 \exp(j3kdsin\theta m) \\ +N42 \quad \dots (5)$$

【0024】ここで、符号dは素子アンテナ11～14の配列間隔を示し、符号 θd 、 θu 、 θm はアレーアンテナの正面方向を“0”度とした時の希望波100、反射波200、干渉波300の到来方向の角度をそれぞれ示す。また、符号kは伝搬定数($2\pi/\text{波長}$)を示す。なお、前記(3)～(5)式において、 $X22$ 等は、 $Xm2$ と表記可能であり、この場合において、指数関数の部分を、 $j(m-1)k$ と、後述する式(13)の指数関数部分と同様に表記できる。具体的には、たとえば、式(3)の $X22$ の右辺第1項「 $D2 \exp(jkdsin\theta d)$ 」を例にとると、 $Xm2$ ($m=2$)の右辺第

1項は、 $D2 \exp(j(m-1)kdsin\theta d)$ であり、ここでは、 $m=2$ であるから、前記(3)の右辺第1項に記載したものとされる。このように、本実施形態で、素子アンテナと、ダウンコンバータと、A/D変換器との組の数を4に限定して説明したが、この組の数を制限されない整数のmに拡張した場合には、上記した例にしたがって表される。

【0025】また、希望波D1、D2、反射波M1、M2、干渉波U1、U2、熱雑音 Nij は、図1の各時刻の信号を用いた下記のような行ベクトルである。

$$Nij = [nij1 \ njij2 \ \dots \ nijn] \quad \dots (6)$$

$$D1 = D2 = [d1 \ d2 \ \dots \ dn] \quad \dots (7)$$

$$U1 = [u1 \ u2 \ \dots \ un] \quad \dots (8)$$

$$U2 = [un+1 \ un+2 \ d1 \ \dots \ dn-2] \quad \dots (9)$$

$$M1 = [v1 \ v2 \ \dots \ mn] \quad \dots (10)$$

$$M2 = [dn-1 \ dn \ d1 \ \dots \ dn-2] \quad \dots (11)$$

【0027】信号列 $X11$ と受信信号系列 $X12 \sim X4$ との相関ベクトル $rx d$ を計算すると下記の式となる。

$$rx d = [X12 \cdot X11^H \quad X22 \cdot X11^H \\ X32 \cdot X11^H \quad X42 \cdot X11^H]^T / n \quad \dots (12)$$

【0029】ここで、符号Tは転置を表し、符号Hはエルミート(共役転置)行列を示す。

【0030】相関ベクトルの各要素をあらわに表示する

$$X2m \cdot X11^H = \\ D2 \cdot D1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ +D2 \cdot U1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta u) \\ +D2 \cdot M1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +D2 \cdot N11^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +U2 \cdot U1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta u) \\ +U2 \cdot D1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ +U2 \cdot M1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +U2 \cdot N11^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +M2 \cdot M1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +M2 \cdot D1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ +M2 \cdot U1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta u) \\ +M2 \cdot N11^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ +N2m \cdot M1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta m) \\ +N2m \cdot D1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ +N2m \cdot U1^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta u) \\ +N2m \cdot N11^H \exp(-j(m-1)kdsin\theta d) \\ \dots (13)$$

【0032】前記式中、mは、第1実施形態では、2か

ら4の整数を表し、jは虚数単位を表す。上式中、D2

と $D1^H$ は、繰り返し信号であるため相関が高く、その他は相関が無く"0"と考えられるので、結局、前記式

$$X2m \cdot X1i^H$$

$$D2 \cdot D1^H \exp(-jmkdsin\theta d) \quad \dots (14)$$

【0034】これは、前記式(14)に示すように、 $D1$ を参照信号、 $X2n$ を受信信号として最小自乗誤差法を適用した時の相関ベクトルの要素と一致する。従って、信号系列 $X11$ と受信信号系列 $X12 \sim X42$ の相関ベクトル rxd と、受信信号系列 $X12 \sim X42$ の共分散行列 Rxx により最小自乗誤差法の解を計算して、そ

$$W = Rxx^{-1} rxd$$

【0036】なお前記式において、 rxd は、前記したとおりであり、また共分散行列 Rxx は、下記に示す式に

$$Rxx = \begin{bmatrix} X12 & X22 & X32 & X42 \\ X12 & X22 & X32 & X42 \end{bmatrix}^H / n \quad \dots (16)$$

【0038】なお前記式において、本実施形態では共分散行列の X を4とした場合に限定して説明したが、本発明では、 X の数は、前記 m と同様であり、特に制限されない。また前記式(16)において、 Rxx の逆行列の求め方は特に制限されない。

【0039】図4は、本発明を実施したアダプティブアレーアンテナのシミュレーション結果のアンテナパターンである。実線は、本発明のアンテナパターンを示す。波線は、受信側で用意した参照信号による最小自乗誤差法によるアンテナパターンであり、同等の特性を実現している。図4において、角度が -20 度(deg)から、 50 度付近まで、従来方法と、本発明により得られたシミュレーション結果は、重なって表示されている。ここでは、希望波を 20° から、不要波を -30° から到来しているとし、 0.5 波長($\lambda/2$: λ は波長)間隔の4素子直線アレーアンテナとした。図4に示すように、本発明では、異なる方向から到来する希望波と、反射波および干渉波からなる不要波が合成されたデジタル信号が、アレーアンテナ正面方向を 0 度としたとき、このアンテナに入力されたときに、反射波、干渉波からなる不要波を抑圧して希望波のみを取り出すことを特徴としている。

【0040】また、繰り返し信号により重み付けの計算が終了したタイミングは、信号列 $X11$ と受信信号系列 $X12$ の相関を観測し、その値がピーク(極大値または最大値)を示すことで検出できる。

【0041】たとえば、図5に示すように、まず、各信号系列 $X11$ 、 $X12 \sim X42$ を保存する(ステップS11)。この保存した各信号系列 $X11$ 、 $X12 \sim X42$ を読み出し、実部 I と虚部 Q とに分離し、これを保存する(ステップS12)。次いで、 rxd と、 Rxx^{-1} とをそれぞれ前記式(12)と、(16)を経て算出する(それぞれ、ステップS13と、ステップS14)。これらステップS13と、ステップS14とは、前記式に

(13)は、下記の式(14)となる。

【0033】

れを素子アンテナの重み付け W として用いることにより、最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナ動作を実現することができる。素子アンテナの重み付け W は、ウィーナの解として、次のように計算される。

$$\dots (15)$$

より、計算できる。

【0037】

したがって算出されるが、これらは、どちらを先に算出してもよく、また、同時に算出してもよい。これらを算出した後、保存し、最終的に、 W を前記式(15)に従い、求める。次いで、求められた W 値($w1 \ w2 \ w3 \ w4$)を、各素子アンテナの受信信号 $61 \sim 64$ に乗算し、これらの乗算値を加算して、合成して求める。

【0042】このように本発明の方法では、希望波として同じ信号系列を繰り返し連続して送信しているため、干渉波または不要波が存在する環境においても、アレーアンテナの各素子アンテナで連続して繰り返し受信される信号系列の内1つをメモリに保持して参照信号として使用することにより、受信機側で予め用意した参照信号を用いることなく、最小自乗誤差法のアダプティブアレーアンテナを実現することができる。

【0043】また、受信機側で準備した参照信号を用いないため、送受信間の同期に関係なく動作する最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを実現することができる。

【0044】(第2の実施形態)先の第1の実施形態では、共分散行列の逆行列を直接計算することにより素子アンテナの重み付けの計算をしたが、たとえば最急降下法に基づくLMSアルゴリズム、RLSアルゴリズム(再帰的最小2乗法)を用いることによって、重み付け W を計算することもできる。その他は、第1実施形態と同様である。

【0045】たとえば前記LMSアルゴリズムを採用した場合をまず説明する。本実施形態でも前記第1実施形態と同様に、 $X11$ を参照信号として用い、 $X12 \sim X42$ ($m=4$)を用いた場合の例に限定して、説明する。ただし、本発明では、第1実施形態と同様に、 m は4に限定されない。

【0046】

【数1】

$$W(i+1) = W(i) + \mu [4^{-1} \sum_{j=1}^4 X_{ij} \cdot e \cdot 1^*] \quad \dots (17)$$

【0047】上式中、 i は、漸化式の更新回数を表し、 μ はステップサイズであり、 $0 < \mu < (\lambda_{\max})^{-1}$ の関係を満たす。ここに、 λ_{\max} は、相関行列 R_{xx} の最大固有値である。なお、この λ_{\max} は、相関行列 R_{xx} の固有方程式、 $(R_{xx} - \lambda)Z = 0$ の最大値として

$$e = X11 - Y = X11 - W^H \cdot X_{m2} \quad \dots (18)$$

式中、 $X11$ は、参照信号を表し、 Y は、アレー出力信号を表す。また、式(17)において $i=0$ である W

(0)値は、公知の方法により種々設定可能である。たとえば $W(0)$ 値として $W(0)$ ベクトルの1つの要素を1とし、他の要素を0(nul1:ヌル)と置くことができる。このようなLMSアルゴリズムのフローチャ

$$W(m+1) = W(m) + \gamma R_{xx}^{-1}(m) X(m+1) e^* (m+1) \quad \dots (19)$$

上式中、 $R_{xx}^{-1}(m)$ は、次のような漸化式として求められる。

$$\begin{aligned} R_{xx}^{-1}(0) &= \delta^{-1} I \\ R_{xx}^{-1}(m) &= \alpha^{-1} R_{xx}^{-1}(m-1) - \\ &[R_{xx}^{-1}(m-1) X(m) X^H(m) R_{xx}^{-1}(m-1)] / [\\ &\alpha^2 + \alpha X^H(m) R_{xx}^{-1}(m-1) X(m)] \quad \dots (20) \end{aligned}$$

(上式中、 δ は正の定数であり、 I は、単位行列を表す。)

【0051】このようにして、RLSアルゴリズムにおいては、 $R_{xx}^{-1}(m)$ を更新していき、 W も更新された値を用いて求められる。このようなRLSアルゴリズムを用いて算出するフローチャートを図7に示す。

【0052】先の第1の実施形態では、各素子アンテナの信号に用いたエレメントスペースにおいて重み付けを計算した。しかし、各素子アンテナの信号を空間FFT(高速フーリエ変換)することにより、ビームスペース(周波数空間)に変換し、その各ビームの信号を素子アンテナからの信号の代わりに用いて、本発明の方法により重み付け計算し、合成を行うことができる。

【0053】先に説明した本発明では、受信信号から参照信号を生成するため、受信側で既知の参照信号を準備すること無く、最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを実現することができる。

【0054】上記の第2の実施形態では、送信側からデータに先だって繰り返し信号を送信することにより、受信側で繰り返し信号の1つを取り出して参照信号を生成し、受信側で予め参照信号を用意することなく最小自乗誤差法のアダプティブアレーアンテナを実現することができる。

【0055】尚、上述の各実施形態は本発明の好適な実施の一例である。但し、これに限定されるものではなく、たとえば図2に示すように、信号処理装置に入力される回路である素子アンテナと、ダウンコンバータと、A/Dコンバータとの組の数の4を他の数に変更したり、また、独立の局部発振機を用いたりあるいは局部発

求められる(式中、0は、ヌルベクトルであり、 Z は、固有ベクトルを表す)。

【0048】また、前記式(17)中、 e は、誤差信号であり、下記式のように、参照信号 $X11$ と、実際のアレー信号との差で表される。

ートを図6に示す。

【0049】次に、RLSアルゴリズムを採用した場合を例示する。RLSアルゴリズムにおいては、 R_{xx}^{-1} を推定していく。RLSアルゴリズムを採用した場合には、下式を用いることができる。

【0050】

振機全てを共通してダウンコンバータに接続したり適宜可能であり、その他、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々変形実施が可能である。

【0056】

【発明の効果】以上の説明より明かなように、本発明のアダプティブアレーアンテナによれば、複数の素子アンテナで受信される繰返し信号のうち1つの信号系列を保持し、それを参照信号として最小自乗誤差法によりアンテナの重み付け処理を行う。よって、受信信号から参照信号を生成するため、受信側で既知の参照信号を準備すること無く最小自乗誤差法によるアダプティブアレーアンテナを実現することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のアダプティブアレーアンテナの実施形態に適用される信号列を示す図である。

【図2】本発明のアダプティブアレーアンテナの実施形態を示すブロック構成図であり、(1)は、局部発振器が各素子アンテナ回路に独立して連結されている図であり、(2)は、局部発振器が各素子アンテナ回路に共通して連結されている図である。

【図3】各素子アンテナからのデジタル信号の構成例を示す時系列の行ベクトルである。

【図4】アダプティブアレーアンテナのシミュレーション結果のアンテナパターンを示す図である。

【図5】第1実施形態におけるアルゴリズムを適用した場合のフローチャートを示す。

【図6】第2実施形態におけるLMSアルゴリズムを適

用した場合のフローチャートを示す。

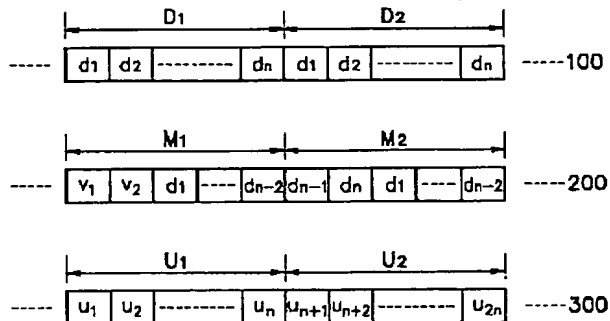
【図7】第2実施形態におけるRLSアルゴリズムを適用した場合のフローチャートを示す。

【符号の説明】

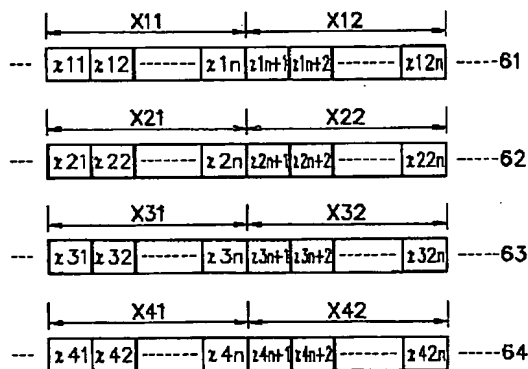
- 1 アレーアンテナ
4 信号処理装置
5、5'、5''、5''' 局部発振器

- 11～14 素子アンテナ
21～24 ダウンコンバータ(D/C)
31～34 A/Dコンバータ
61～64 デジタル信号
100 希望波
200 反射波
300 干渉波

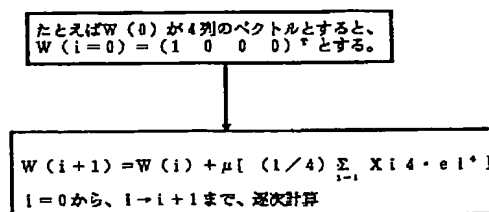
【図1】



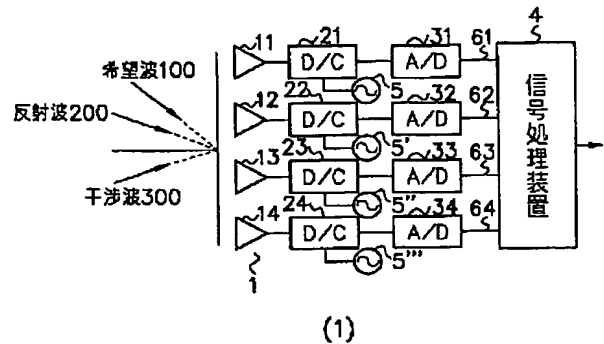
【図3】



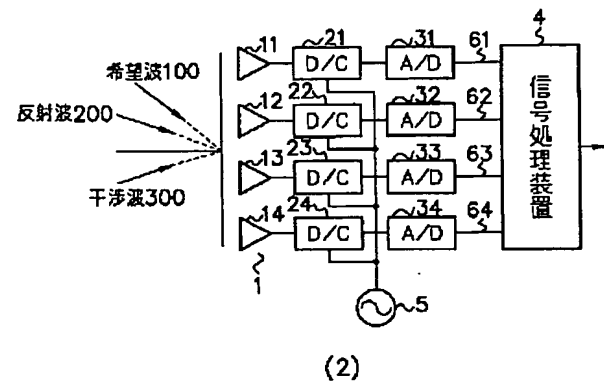
【図6】



【図2】

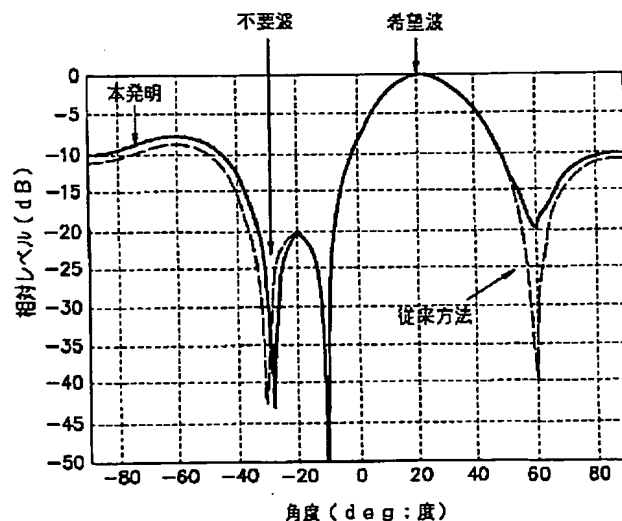


(1)

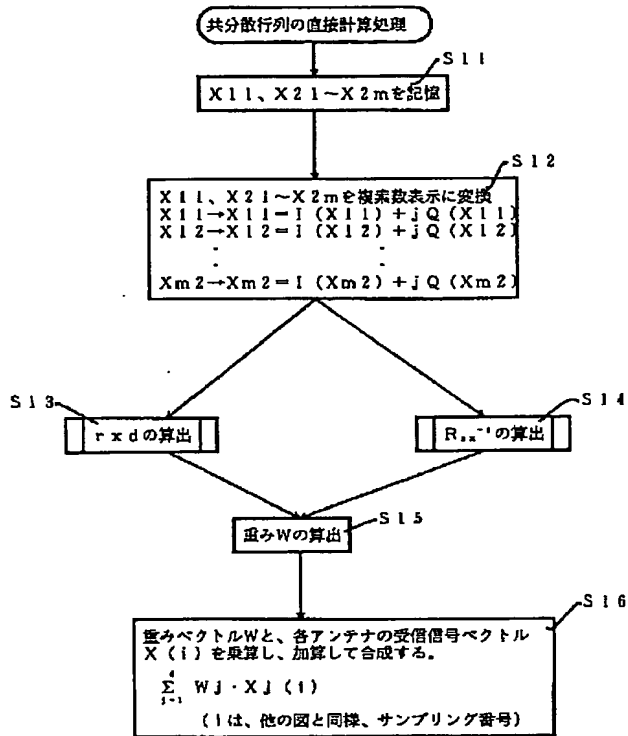


(2)

【図4】



【図5】



【図7】

